

①⑨ RÉPUBLIQUE FRANÇAISE
INSTITUT NATIONAL
DE LA PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE
PARIS

①⑪ N° de publication :

2 782 594

(à n'utiliser que pour les
commandes de reproduction)

②① N° d'enregistrement national :

98 10577

⑤① Int Cl⁷ : H 04 Q 7/34

①②

DEMANDE DE BREVET D'INVENTION

A1

②② Date de dépôt : 20.08.98.

③① Priorité :

④③ Date de mise à la disposition du public de la
demande : 25.02.00 Bulletin 00/08.

⑤⑥ Liste des documents cités dans le rapport de
recherche préliminaire : *Se reporter à la fin du
présent fascicule*

⑥① Références à d'autres documents nationaux
apparentés :

⑦① Demandeur(s) : FRANCE TELECOM Société ano-
nyme — FR.

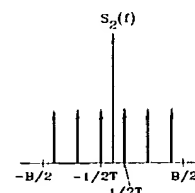
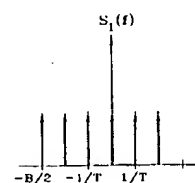
⑦② Inventeur(s) : ZAYANA KARIM et DUPONTEIL
DANIEL.

⑦③ Titulaire(s) :

⑦④ Mandataire(s) : SOCIETE DE PROTECTION DES
INVENTIONS.

⑤④ PROCÉDE DE MESURE SIMULTANÉE DES CARACTÉRISTIQUES DE PROPAGATION D'UNE PLURALITÉ DE
CANAUX RADIOÉLECTRIQUES.

⑤⑦ Procédé de mesure simultanée des caractéristiques
de propagation d'une pluralité de canaux radioélectriques.
Selon l'invention, on émet depuis plusieurs stations de
base des signaux dont les spectres sont entrelacés. A la ré-
ception, on peut restituer chacun de ces spectres et calculer
la réponse impulsionnelle de chaque canal.
Application aux radiocommunications avec des mobiles.



FR 2 782 594 - A1



PROCEDE DE MESURE SIMULTANEE DES CARACTERISTIQUES
DE PROPAGATION D'UNE PLURALITE DE CANAUX
RADIOELECTRIQUES

5 DESCRIPTION

Domaine technique

La présente invention a pour objet un procédé de mesure simultanée des caractéristiques de propagation d'une pluralité de canaux radioélectriques. Elle trouve
10 une application dans les radiocommunications avec des mobiles. Les canaux radioélectriques, dont on mesure les caractéristiques, sont ici à large bande.

15 Etat de la technique antérieure

Dans un système de radiocommunications avec des mobiles, comme par exemple dans le système GSM ou dans le système IS-95, un signal hertzien se propage entre des stations de base fixes, reliées au réseau téléphonique, et des utilisateurs mobiles, qu'on
20 appellera par la suite stations mobiles. Chaque liaison entre une station de base et une station mobile se fait grâce à un canal radioélectrique ou radiomobile.

Le signal hertzien parvient à la station mobile
25 (dans un sens dit descendant) ou à la station de base (dans un sens dit montant) avec des échos plus ou moins affaiblis et déphasés, conséquences des obstacles rencontrés lors de la propagation. Le signal subit globalement une atténuation qui fluctue selon les
30 déplacements du mobile. On distingue deux échelles de fluctuations : les fluctuations rapides, causées par les interférences, et les fluctuations lentes, dues aux modifications de l'environnement ou de la distance

station mobile-station de base lorsque le mobile se déplace sur de grandes distances. Ces affaiblissements affectent en premier lieu le rapport signal sur bruit. Mais les trajets multiples engendrent aussi des
5 interférences entre symboles, qui sont d'autant plus marquées que le débit d'information est élevé.

Pour améliorer les performances de la transmission, on peut envisager d'émettre le même signal depuis plusieurs sources différentes (diversité
10 à l'émission) ou de le recevoir en des endroits distincts (diversité à la réception). Quand une des liaisons devient trop affaiblie ou subit une interférence entre symboles trop grande, on utilise une procédure de transfert automatique (en anglais
15 "handover"). On peut aussi imaginer des algorithmes de traitement combinant les signaux provenant de plusieurs voies.

Un nombre croissant de systèmes de transmission à haut débit prévoient d'utiliser la diversité d'espace
20 ou la diversité de polarisation. La microdiversité d'espace (utilisation de plusieurs antennes rapprochées en émission ou en réception) ou la microdiversité de polarisation (émission ou réception en double polarisation) permettent de lutter contre les trajets
25 multiples et les évanouissements rapides. La macrodiversité (liaison entre un mobile et plusieurs stations de base) peut aussi être utilisée à cette fin. Elle permet également de lutter contre les effets de masques et d'adoucir les transitions entre cellules.

30 Il devient par conséquent indispensable de maîtriser la mesure des caractéristiques de propagation des différents canaux utilisables en diversité pour concevoir et déployer au mieux les nouveaux réseaux.

Les campagnes de mesure en microdiversité au niveau de la station mobile ou en diversité de polarisation au niveau de la station mobile ne posent pas de difficultés particulières. Le signal de sondage du canal est émis depuis la station de base. Les antennes sont disposées sur un véhicule contenant les moyens de réception, ces antennes étant distantes de quelques centimètres en microdiversité d'espace ou superposées en diversité de polarisation. Elles sont reliées à un même dispositif de sondage, qui va par exemple lire alternativement sur l'une et sur l'autre le signal délivré par les antennes. La rotation de la roue du véhicule déclenche les acquisitions du signal. On dit que la configuration est "distance maître". Il est facile de retrouver la position exacte de chaque point de mesure lors du dépouillement des résultats.

La microdiversité au niveau de la station de base et la macrodiversité sont de réalisation beaucoup plus délicate. On peut souligner ces difficultés en distinguant les méthodes "temps maître" et les méthodes "distance maître" :

a) Les méthodes "temps maître"

En microdiversité d'espace à la station de base, plusieurs antennes sont distantes de quelques centimètres. En diversité de polarisation, elles sont superposées.

Le canal entre la station mobile et la station de base étant réciproque, on peut très bien émettre le signal depuis la station mobile et le recevoir en diversité à la station de base. Un technicien doit alors être présent en réception pour déclencher le début puis la fin des mesures. Les acquisitions

s'effectuent à un rythme régulier : elles sont commandées par une horloge en réception. La méthode est dite "temps maître".

Dans cette configuration, le véhicule doit rouler à vitesse constante pour qu'on puisse reconstituer l'emplacement précis des points de mesure. Cela n'est possible que sur de petits tronçons et certains parcours risquent d'être exclus à cause de la circulation routière.

En macrodiversité, les antennes sont espacées de plusieurs centaines de mètres. Des mesures de canal en "temps maître" nécessitent donc plusieurs dispositifs de sondage, en l'occurrence un à chaque station. Un technicien doit être présent sur chaque site. Les problèmes évoqués précédemment pour la microdiversité subsistent. S'y ajoutent des difficultés à synchroniser les mesures : les instants de déclenchement puis d'arrêt des enregistrements doivent être communs aux différents sites.

20

b) Les méthodes "distance maître"

Différentes méthodes ont été proposées pour effectuer des mesures en diversité à la station de base ou en macrodiversité, sur deux voies, et dans une configuration de type "distance maître".

Une première solution, conceptuellement la plus simple, consiste à émettre le même signal de sondage sur les deux liaisons. On obtient la superposition des réponses impulsionnelles des deux voies. On dissocie ces réponses si elles sont suffisamment décalées dans le temps. Il faut, pour cela, synchroniser les séquences des émetteurs. Cette technique est décrite dans l'article de M. G. KADEL intitulé "Measurement of

wideband micro- and macro-diversity characteristics of the mobile radio channel" publié dans IEEE, Proc. of VTC, Stockholm, Suède, 1994, pages 165 à 169.

La synchronisation des séquences est a priori possible en microdiversité ou en diversité de polarisation. Elle est de réalisation complexe en macrodiversité puisqu'on travaille avec deux émetteurs indépendants. On peut toujours décaler aléatoirement les séquences en réinitialisant une séquence de l'un ou l'autre des émetteurs. De toute manière, la bonne synchronisation des émetteurs ne se vérifie qu'en réception en visualisant les pics principaux des réponses impulsionnelles et en constatant leur séparation effective. Ce n'est qu'à cette condition que les mesures d'un tronçon peuvent commencer.

La longueur d'une séquence doit être au moins égale au double de l'étalement des retards des réponses impulsionnelles mesurées. En macrodiversité, les pics des deux réponses impulsionnelles glissent indépendamment l'un de l'autre lors d'un déplacement du mobile. Il faut donc disposer d'une bonne marge de manoeuvre, surtout lorsque la synchronisation est obtenue aléatoirement par réinitialisation d'un émetteur.

La longueur de séquence utilisée en pratique avec cette méthode est de l'ordre de 100 μ s. La méthode est difficilement applicable à plus de deux émetteurs, la reconnaissance puis la synchronisation des séquences pouvant se révéler difficile à effectuer.

Un autre problème apparaît en macrodiversité car les oscillateurs des deux émetteurs dérivent indépendamment l'un de l'autre. Ils ne sont pas assujettis à la même horloge et les réponses

impulsionnelles calculées risquent à terme de se recouvrir. Les résultats deviennent inexploitable lorsque ces dérives sont importantes, ce qui peut malheureusement advenir alors qu'il est difficile de
5 vérifier la stabilité au moment de la mesure.

Une seconde solution est décrite dans l'article de G. KADEL intitulé "Simulation of the DECT System Using Wideband Channel Data Measured in Two Diversity Branches, Proceedings of the 2d International
10 Conference on Universal Personal Communications (ICUPC), Ottawa, p. 546 à 550. Cette solution consiste à décaler la fréquence de la porteuse du second émetteur par rapport à celle du premier. En pratique, on peut introduire un décalage Δf d'une vingtaine de
15 Hertz. Le signal composite reçu est démodulé à la fréquence du premier émetteur. Après traitement, on observe les deux réponses impulsionnelles superposées. Le léger décalage en fréquence du second émetteur introduit artificiellement un effet Doppler. La mesure
20 reste de bonne qualité car la durée de la séquence est très courte, au plus 100 μs , comparativement aux 50 ms de la période Doppler. Lorsque le mobile est au repos, les réponses impulsionnelles correspondant à la deuxième voie fluctuent dans le temps, alors que celles
25 de la première ne varient pas. Deux manières de conduire les expériences sont envisageables :

- pour chaque point de mesure, le mobile s'arrête puis lance une série d'enregistrements ; après traitement, on calcule en bande de base le spectre
30 Doppler de chaque retard à partir des réponses successives ; la contribution à ce spectre de la voie 1 est théoriquement d'une raie à la fréquence nulle, celle de la voie 2 d'une raie distance de Δf de la

première ; le théorème d'échantillonnage est satisfait lorsque les acquisitions ont des occurrences de 25 ms ; un filtrage passe bas en bande de base isole l'information de l'une ou de l'autre voie ;

- 5 • lorsque le mobile avance très lentement, on peut supposer que l'effet Doppler artificiel l'emporte sur l'effet Doppler réel ; il est alors envisageable d'effectuer les acquisitions au cours du déplacement et toujours à intervalles de temps réguliers ; la
- 10 contribution de chaque voie au spectre Doppler d'un retard donné n'est plus une simple raie ; elle reste toutefois centrée autour de cette raie ; par précaution, en pratique les acquisitions doivent être inférieures à 25 ms ; pour éviter un recouvrement en
- 15 fréquence de deux voies, la vitesse du mobile est limitée à 1 m/s (4 km/h).

Cette méthode présente, elle aussi, de nombreux inconvénients. Tout d'abord, elle n'offre pas une solution "distance maître" pratique. Elle impose, en

20 effet, de s'arrêter à chaque point de mesure dans la première version, ou de rouler très lentement (4 km/h) à vitesse uniforme dans la seconde. De plus, la séparation des voies entraîne une lourdeur des calculs. Chaque échantillon d'une réponse impulsionnelle

25 s'obtient par filtrage de l'information observée sur une centaine d'acquisitions consécutives et à un retard donné. Cette opération doit être répétée pour chaque échantillon de la séquence reçue, donc une bonne centaine de fois. La complexité du traitement en

30 réception est multipliée par un facteur 10 000 au moins par rapport à une méthode de mesure sans diversité.

Lorsque les mesures sont déclenchées toutes les 25 ms, le temps nécessaire à l'acquisition d'une

centaine de séquences prend plus de deux secondes. Il faut donc supposer le canal stationnaire sur cette durée. Une telle hypothèse risque de ne pas être vérifiée lorsque des véhicules sont en mouvement à proximité du mobile.

Le but de la présente invention est justement de remédier à ces inconvénients de l'état de la technique. Elle propose un procédé de type "distance maître" permettant l'analyse simultanée de plusieurs canaux sur une même bande, tout en alliant facilité de mise en oeuvre et simplicité de traitement des signaux. L'invention est mise en oeuvre de manière à observer les réponses impulsionnelles sur une durée T adaptée à l'environnement à sonder.

Exposé de l'invention

Le procédé de l'invention ne nécessite pas de réinitialiser la séquence d'un des émetteurs ni de suivre au cours du temps les décalages entre séquences. Il fonctionne en temps réel : une mesure à un certain instant permet de calculer les réponses impulsionnelles des canaux à cet instant. Il est très économique en temps de calcul : sa complexité est celle des techniques de mesure sans diversité, multipliée par le nombre de canaux.

Les mesures étant commandées en distance, le véhicule n'est plus astreint à se déplacer à vitesse uniforme. La reconstitution des parcours ne pose donc pas problème majeur. Il n'est plus nécessaire de mobiliser un technicien pour déclencher les mesures sur chaque site. On évite également les problèmes de synchronisation évoqués au sujet de la macrodiversité.

De façon précise, la présente invention a pour objet un procédé de mesure simultanée, sur une durée d'observation T , des caractéristiques de propagation d'une pluralité de p canaux radioélectriques (p entier au moins égal à 2) entre p stations de base et une station mobile, caractérisé en ce que :

- on émet simultanément depuis chacune des stations de base un signal périodique de période pT , le signal émis par la station de rang n (n allant de 1 à p) ayant un spectre constitué de raies situées aux fréquences $(k/T) + ((n-1)/pT)$ où k est le numéro de la raie,
- on reçoit simultanément les p signaux émis par les p stations dans la station mobile et on traite les signaux reçus dans une fenêtre temporelle de largeur pT pour extraire les p réponses impulsionnelles des p canaux radioélectriques.

20

Pour émettre depuis la $n^{\text{ème}}$ station les signaux en question, on peut s'y prendre comme suit :

- on produit une séquence d'éléments de durée T ,
- on reproduit cette séquence avec une période T pour obtenir un signal périodique de période T ,
- on produit une onde porteuse ayant une fréquence égale à la fréquence centrale F_c de la bande de fréquence à analyser,
- on décale la fréquence de l'onde porteuse de la quantité $(n-1)/pT$,
- on émet le signal obtenu après modulation de la porteuse ainsi décalée.

25

30

De préférence, on réduit la bande des signaux émis par filtrage pour limiter la bande à une largeur B , les spectres des signaux émis s'étendant de $-B/2$ (inclusivement) à $B/2$ (exclusivement) et le nombre k prenant ainsi toutes les valeurs entières comprises entre $-N$ (inclus) et $N-1$ (inclus), où N est égal à $BT/2$ (qu'on supposera entier).

Pour obtenir les signaux à émettre par les stations de base, on peut aussi lire des mémoires contenant des échantillons appropriés des signaux ayant les spectres en question.

Pour ce qui est du traitement effectué dans la station mobile, de préférence, on échantillonne le signal reçu à une fréquence d'échantillonnage au moins égale à la largeur B de la bande utilisée à l'émission.

Pour obtenir la réponse impulsionnelle de chaque canal, on peut s'y prendre comme suit :

a) on détermine :

- l'amplitude des raies situées aux fréquences k/T pour obtenir un premier spectre,

- l'amplitude des raies aux fréquences $k/T + (n-1)/pT$ pour obtenir un $n^{\text{ème}}$ spectre,

- l'amplitude des raies aux fréquences $k/T + (p-1)/pT$ pour obtenir un $p^{\text{ème}}$ spectre,

b) on calcule, pour chaque spectre, le rapport de l'amplitude de ses raies à l'amplitude des raies correspondantes du signal émis,

c) on effectue une transformation de Fourier inverse des différents rapports obtenus.

On peut aussi s'y prendre autrement en corrélant, sur une fenêtre de durée pT , le signal reçu avec les différents signaux émis par la première, ..., la $n^{\text{ième}}$, ..., la $p^{\text{ième}}$ station de base, pour obtenir la réponse
5 impulsionnelle du premier, ..., du $n^{\text{ième}}$, ..., du $p^{\text{ième}}$ canal.

Le procédé qui vient d'être défini s'applique quel que soit le nombre de canaux. Dans le cas particulier
10 où ce nombre est égal à 2, le procédé est tel que :

- le signal émis par l'une des stations présente un spectre de raies aux fréquences k/T ,
- le signal émis par l'autre station présente un spectre de raies aux fréquences $(k/T) + (1/2T)$,
- 15 - le signal reçu par la station mobile est traité dans une fenêtre de largeur $2T$.

Brève description des dessins

- la figure 1 montre schématiquement un système
20 de radiocommunications à plusieurs stations de base et à une station mobile ;
- les figures 2A et 2B illustrent une séquence d'éléments binaires et le spectre correspondant après filtrage ;
- 25 - les figures 3A et 3B illustrent une séquence reçue et le spectre correspondant après filtrage ;
- la figure 4 montre l'allure d'une réponse impulsionnelle ;
- 30 - la figure 5 montre un exemple de séquences d'éléments binaires formant un signal périodique ;

- la figure 6A montre une première onde porteuse et la figure 6B une seconde onde porteuse obtenue à partir de la première par décalage en fréquence de $1/2T$;
- 5 - la figure 7A montre le spectre $S_1(f)$ d'un premier signal émis par une première station de base et la figure 7B le spectre de raies $S_2(f)$ d'un second signal émis par une seconde station de base ;
- 10 - la figure 8 illustre un premier mode de réalisation des moyens permettant d'engendrer les deux signaux émis par les stations de base ;
- la figure 9 illustre un second mode de réalisation des moyens permettant d'engendrer les deux signaux émis les stations de base ;
- 15 - les figures 10A et 10B montrent l'influence d'une fenêtre de largeur $2T$ appliqué à un signal ;
- 20 - les figures 11A, 11B, 11C et 11D illustrent différents signaux apparaissant dans le traitement fréquentiel du signal ;
- la figure 12 montre un exemple de deux réponses impulsionnelles dans le cas où les stations de base sont visibles de la station mobile ;
- 25 - la figure 13 montre un autre exemple de deux réponses impulsionnelles, dans le cas où les stations de base ne sont pas visibles de la station mobile.

Exposé détaillé de modes particuliers de réalisation

La figure 1 montre schématiquement un système de radiocommunications comprenant p stations de base $SB_1, \dots, SB_n, \dots, SB_p$ et une station mobile SM se déplaçant dans la direction D. Une pluralité de p canaux radioélectriques $C_1, \dots, C_n, \dots, C_p$ sont ainsi définis entre les stations de base et la station mobile. L'invention se propose de mesurer la réponse impulsionnelle de chacun de ces p canaux, et cela de manière simultanée.

Avant de décrire comment on procède, il n'est peut être pas inutile de rappeler quelques principes généraux du traitement de signal dans le cadre des télécommunications.

Un canal radioélectrique peut être considéré comme un filtre linéaire. On sait qu'on peut définir, pour de tels filtres, une réponse impulsionnelle, qui est la réponse du filtre à un signal d'entrée qui serait une impulsion de Dirac. La notion de réponse impulsionnelle est particulièrement utile parce qu'elle permet de calculer la réponse $y(t)$ du filtre à n'importe quel signal d'entrée $x(t)$. On a en effet :

$$y(t) = (x * h)(t) \quad (1)$$

où $h(t)$ est la réponse impulsionnelle et où le signe * représente un produit de convolution.

Si $X(f)$, $Y(f)$ et $H(f)$ représentent les transformées de Fourier respectivement de $x(t)$, $y(t)$ et $h(t)$, on a la relation équivalente suivante :

$$Y(f) = X(f) \cdot H(f) \quad (2)$$

que l'on peut encore écrire aux fréquences où X ne s'annule pas :

$$H(f) = Y(f) / X(f) \quad (3)$$

Dans l'hypothèse où x présente de bonnes propriétés d'autocorrélation, la relation (1) s'écrit encore :

$$(y * x)(t) = ((x * h) * x)(t) = (h * (x * x))(t) = (h * \delta)(t) = h(t) \quad (4)$$

5 où $\bar{x} = x(-t)$, où le signe $-$ désigne la conjugaison complexe et où le symbole δ représente la distribution de Dirac.

On peut ainsi obtenir la réponse impulsionnelle $h(t)$ d'un canal radioélectrique de deux manières
10 différentes :

- connaissant les spectres $X(f)$ et $Y(f)$, on calcule le rapport $Y(f)/X(f)$, ce qui donne $H(f)$ par la relation (3) ; par transformation de Fourier inverse, on remonte à $h(t)$;

15 - à partir des signaux émis et reçu, on effectue une convolution $(y * x)(t)$, ce qui donne directement $h(t)$ par la relation (4).

La première méthode est dite "fréquentielle" (ou encore par inversion, sous-entendu de la transformation de Fourier) ; la seconde est dite "temporelle".
20

Les figures 2A, 2B, 3A, 3B et 4 illustrent l'allure de quelques signaux et de quelques spectres dans cette technique et permettent d'illustrer ces deux
25 méthodes. La figure 2A, tout d'abord, montre une séquence $x(t)$ d'éléments binaires prenant les valeurs $+1$ et -1 pendant une durée qui est ici, à titre d'exemple, de 500 μs . La figure 2B montre le spectre $X(f)$ après filtrage. Il s'étend sur environ 30 MHz.
30 Lorsqu'un tel signal module une porteuse (non représentée), il est reçu et démodulé pour donner un

signal $y(t)$ illustré sur la figure 3A ; le spectre $Y(f)$ correspondant est illustré sur la figure 3B.

Pour obtenir la réponse impulsionnelle $h(t)$ du canal ayant transmis ce signal, on peut donc s'y prendre de deux manières différentes comme expliqué plus haut :

- par la méthode fréquentielle : disposant du spectre $X(f)$ du signal émis et du spectre $Y(f)$ du signal reçu, on calcule le rapport $Y(f)/X(f)$, ce qui donne $H(f)$; puis, par transformation de Fourier inverse, on remonte à la réponse impulsionnelle $h(t)$;
- par la méthode temporelle : connaissant le signal reçu $y(t)$ et le signal émis $x(t)$, on effectue le produit de convolution $(y * x)(t)$, ce qui donne directement la réponse impulsionnelle recherchée $h(t)$.

Ces rappels étant effectués, on peut en venir à l'invention proprement dite. Elle sera décrite dans le cas particulier de deux canaux, mais l'extension à un nombre quelconque de canaux est immédiate.

Dans un mode particulier de mise en oeuvre, on commence par produire une séquence d'éléments binaires de durée T comme la séquence illustrée à titre d'exemple sur la figure 5. Les éléments binaires sont égaux à $+1$ ou à -1 mais, naturellement, il pourrait s'agir d'une suite de 1 et de 0. La durée T peut être de quelques dizaines de microsecondes, par exemple 20 μ s.

La séquence de durée T est répétée à l'identique. On obtient ainsi un signal périodique de période T dont deux périodes sont illustrées sur la figure 5.

Une onde porteuse est ensuite créée, dont l'allure est représentée sur la figure 6A. Cette porteuse OP_1 possède une certaine fréquence f_0 . Cette valeur peut être par exemple de 2,2 GHz. L'échelle des temps sur la figure 6A est donc sans rapport avec l'échelle des temps de la figure 5. Cette onde porteuse est décalée en fréquence de la quantité $1/2T$ pour constituer une seconde onde porteuse OP_2 (figure 6B). Après une période T , cette seconde porteuse OP_2 est en opposition de phase avec la première OP_1 , mais se retrouve en phase avec celle-ci après un intervalle $2T$.

Le signal périodique de la figure 5 module à la fois la première porteuse OP_1 et la seconde OP_2 . Les signaux obtenus $s_1(t)$ et $s_2(t)$ sont de périodicité T pour le premier et $2T$ pour le second.

Les spectres en bande de base (c'est-à-dire autour de la fréquence centrale f_0) sont représentées sur les figures 7A et 7B. Comme le signal de la figure 5 est périodique de période T , le spectre $S_1(f)$ correspondant à la porteuse OP_1 est formé de raies aux fréquences k/T où k est entier. Pour la porteuse OP_2 , le spectre $S_2(f)$ est décalé en fréquence de $1/2T$ mais il est toujours constitué de raies distantes de k/T . Les raies sont donc situées à $(k/T) + (1/2T)$.

Les spectres $S_1(f)$ et $S_2(f)$ peuvent être limités à une bande de valeur B , par exemple au moyen d'un filtrage à l'émission. Ils s'étendent alors de $-B/2$ (inclusivement) à $B/2$ (exclusivement). (En pratique, on applique au signal reçu une fenêtre de Hamming en fréquence). Si l'on pose $N/T = B/2$, le nombre k prend

toutes les valeurs entières entre $-N$ et $N-1$ (bornes incluses).

Les spectres des deux signaux émis par les deux stations de base sont donc entrelacés.

5 Si l'on multiplie l'un des signaux périodiques par l'autre et si l'on fait la somme des produits obtenus sur la durée $2T$ (qui est le plus petit commun multiple des périodes) on obtiendra des quantités opposées dans les deux périodes de durée T , de sorte que la somme sur
10 $2T$ sera nulle. On peut donc dire que les deux signaux émis sont "orthogonaux".

On comprend ainsi que, selon l'invention, chaque signal émis par une station de base possède une signature, en l'occurrence spectrale, qui le distingue
15 du signal émis par l'autre station. Comme, en outre, les signaux émis sont orthogonaux les uns aux autres, ils ne se mélangent pas et gardent leur individualité. On pourra ainsi suivre leur propagation à travers les deux canaux.

20 Les figures 8 et 9 montrent deux moyens de formation et d'émission des signaux $s_1(t)$ et $s_2(t)$ par les deux stations de base. Sur la figure 8, tout d'abord, on voit deux synthétiseurs S_1 , S_2 délivrant les
25 ondes porteuses OP_1 et OP_2 , la seconde étant décalée en fréquence de $1/2T$ par rapport à la première ; on voit encore un générateur de séquence pseudo-aléatoire G , deux multiplieurs M_1 , M_2 recevant les deux ondes porteuses et la séquence ; ces multiplieurs délivrent
30 les deux signaux $s_1(t)$, $s_2(t)$; enfin, deux émetteurs E_1 , E_2 amplifient ces signaux pour leur donner une puissance appropriée et deux antennes A_1 , A_2 émettent

les ondes radioélectriques en direction de la station mobile.

La figure 9 montre une variante où des échantillons des signaux $s_1(t)$ et $s_2(t)$ ont été inscrits dans deux mémoires M_1 et M_2 , lesquelles sont lues au rythme d'une horloge H . Deux émetteurs E_1 , E_2 reliés à deux antennes A_1 , A_2 permettent encore l'émission radioélectrique.

Les signaux $s_1(t)$ et $s_2(t)$ ayant été ainsi émis, il reste à les recevoir dans la station mobile et à les traiter pour restituer la réponse impulsionnelle de chaque canal. Comme il a déjà été indiqué, le signal reçu est observé dans une fenêtre temporelle de durée $2T$. On sait que la limitation temporelle d'un signal entraîne un filtrage en fréquence selon une fonction du type $\sin(\pi f \tau) / \pi f \tau$ où $\tau = 2T$. Cette fonction est dite "sinus cardinal". Chaque raie d'un signal ainsi limité se trouve étalée en fréquence comme représenté sur la figure 10A pour une raie située à au centre de la bande comme c'est le cas pour la raie centrale du signal $s_1(t)$ émis par la première station; la figure 10B montre le même phénomène pour une raie du second signal située à $1/2T$. On observe que le lobe principal de l'un des sinus cardinaux coïncide avec un zéro de l'autre et vice versa. Cet entrelacement se produit pour toutes les raies des deux signaux de sorte que les spectres des deux signaux ne se mélangent pas à la réception.

Les figures 11A à 11D représentent schématiquement quelques signaux intervenant dans un mode de traitement fréquentiel. La figure 11A, tout d'abord, montre le

spectre du premier signal, soit $S_1(f)$, à l'émission, qui est aussi le spectre du signal qui serait reçu si l'émetteur et le récepteur étaient reliés par un câble idéal. La figure 11B montre le spectre $R_1(f)$ effectivement reçu. Le rapport d'amplitude complexe des raies donne la fonction $H(f)$ de la figure 11C. Par transformée de Fourier inverse (par exemple par TFD inverse), on revient en temps pour obtenir la réponse impulsionnelle $h(t)$ du premier canal, comme illustré sur la figure 11D.

On peut écrire de manière synthétique :

$$h_1(t) = \text{TFD}^{-1}[R_1(k/T)/S_1(k/T)].$$

De même pour le second canal, on calcule :

$$h_2(t) = \text{TFD}^{-1}[R_2((k/T) + (1/2T))/S_2((k/T) + (1/2T))].$$

Au lieu d'utiliser la transformée de Fourier discrète TFD, on peut utiliser la transformée de Fourier rapide (FFT) ce qui accélère les calculs. Sa mise en oeuvre est facilitée lorsque le nombre p d'émetteurs et l'entier N relatif au nombre de raies sont en puissance de deux. Un ajustement des paramètres B et T permet d'obtenir un entier N convenable. Si le nombre p de stations de base n'est pas en puissance de deux, on détermine l'entier p' en puissance de deux supérieur à p et le plus proche de p . On applique la méthode décrite avec cette nouvelle valeur, étant entendu que $p'-p$ stations de base ne délivrent aucun signal et sont virtuelles.

Par exemple, avec 6 stations de base, on considérera 2 stations virtuelles pour porter le nombre de stations à 8, puissance exacte de 2 et l'on effectuera tous les traitements comme s'il y avait 8

stations (c'est-à-dire 2^3), sachant qu'en réalité 2 de ces stations sont virtuelles.

La variante qui vient d'être décrite est de type fréquentiel. On pourrait mettre en oeuvre aussi une variante temporelle en effectuant une corrélation entre les signaux émis et reçus. On fait passer le signal reçu au travers d'un banc de deux filtres numériques adaptés au motif (de durée $2T$) émis depuis chaque voie.

10 On observe en sortie des filtres deux copies consécutives des réponses impulsionnelles du canal de transmission (émission-propagation-réception). La première copie est une version non déphasée de la réponse impulsionnelle attendue et la seconde est

15 déphasée de la quantité $-\pi$. Par troncature, on extrait la réponse impulsionnelle estimée sur la durée T et échantillonnée à la fréquence B .

De manière plus générale, si au lieu de deux canaux il en existe p , pour le traitement de la voie de rang n ($1 \leq n \leq p$), on peut au choix :

■ ne conserver que les $2N$ raies d'information aux fréquences $(k/T) + (n-1)/pT$; centrer la raie correspondant à la fréquence $(n-1)/pT$;

25 calculer le rapport de l'amplitude complexe des raies à l'amplitude complexe des raies du signal reçu correspondant, lorsqu'émetteur et récepteur sont reliés par un câble idéal ; revenir en temps par TFD inverse, puis corriger

30 d'une quantité $e^{j2\pi(n-1)t/pT}$; on récupère ainsi une estimée de la réponse impulsionnelle du $n^{\text{ième}}$ canal de propagation sur la durée T et échantillonnée à la fréquence B ;

■ conserver toutes les $2Np$ raies, en substituant
 la valeur nulle aux $2N(p-1)$ raies non
 informatives; revenir en temps par TFD
 inverse; à un terme de déphasage près, on
 5 observe p copies consécutives de la $n^{\text{ième}}$ réponse
 impulsionnelle, d'une durée totale de pT ; la
 première copie est une version non déphasée de
 la réponse impulsionnelle attendue, la $k^{\text{ième}}$
 copie est déphasée de la quantité
 10 $\frac{-2\pi(n-1)(k-1)}{p}$, enfin la $p^{\text{ième}}$ est déphasée de la
 quantité $\frac{-2\pi(n-1)(p-1)}{p}$; par troncature, on
 extrait la réponse impulsionnelle estimée sur
 la durée T et échantillonnée à la fréquence B .

15 Pour la méthode temporelle, on fera passer le
 signal reçu au travers d'un banc de p filtres
 numériques adaptés au motif (de durée pT) émis depuis
 chaque voie. A un terme de déphasage près, on observe
 en sortie du $n^{\text{ième}}$ filtre p copies consécutives de la
 20 $n^{\text{ième}}$ réponse impulsionnelle du canal de transmission
 (émission+propagation+réception). La première copie est
 une version non déphasée de la réponse impulsionnelle
 attendue, la $n^{\text{ième}}$ est déphasée de la quantité $-$
 $2\pi(n-1)/pT$, enfin, la $p^{\text{ième}}$ est déphasée de la quantité $-$
 25 $2\pi(p-1)/pT$. Par troncature, on extrait la réponse
 impulsionnelle estimée sur la durée T et échantillonnée
 à la fréquence B .

A titre explicatif, on va décrire maintenant une
 30 expérimentation réalisée en macrodiversité avec deux
 émetteurs.

La première source émet périodiquement, au débit de 12,5 Mbits/s, une séquence de 255 bits. Ce signal module une porteuse à la fréquence 2,2 GHz puis est filtré et amplifié. La bande analysée est centrée autour de 2,2 GHz et large d'au plus 25 MHz avec $N=255$. La période T vaut 20,4 μ s. Le décalage en fréquence de la voie 2 vaut donc $1/2T=24,451$ kHz. On observera accessoirement que ce décalage est très grand par rapport à la vingtaine de Hertz que l'on rencontrait dans l'art antérieur après introduction d'un effet Doppler artificiel. Le décalage en fréquence peut être réalisé lors de la modulation en utilisant des synthétiseurs aux fréquences respectives f_0 et $f_0+1/2T$ (figure 8). Il peut aussi être obtenu en déphasant préalablement de $\pi/2T$ une séquence mémorisée en bande de base par le deuxième émetteur pendant la durée $2T$. Cette séquence, lue avec la périodicité $2T$ et modulant en amplitude une porteuse de fréquence f_0 donne le signal attendu. Dans cette configuration, les synthétiseurs délivrent tous deux la même fréquence f_0 . Dans un premier temps, les deux sources radioélectriques sont disposées au même endroit et sont visibles de la station mobile. On obtient, après traitement, deux réponses identiques (et décalées) ce qui valide l'expérimentation. C'est ce qui est représenté sur la figure 12. Les émetteurs sont ensuite placés au-dessus des toits et éloignés de 600 mètres, configuration typique de macrodiversité en petite cellule urbaine. La puissance utile émise par chaque source est d'environ 40 dBm. Le récepteur est situé sur le véhicule mobile. Une acquisition dure 40,6 μ s et implique 1020 échantillons. Les points de mesure sont espacés de 2 cm environ et les parcours sont longs

d'une soixante de mètres. Un exemple de couple de réponses impulsionnelles mesurées par ce procédé est donné en figure 13. Il atteste d'une excellente dynamique des réponses calculées.

5 Le dispositif de réception peut comporter un circuit de contrôle automatique de gain pour adapter la puissance du signal reçu à l'électronique du récepteur. Pour éviter une distorsion trop importante de l'une des
10 liaisons parviennent au récepteur avec des niveaux de puissance moyenne comparables. Cela peut être obtenu en effectuant au préalable des mesures de champs moyens en bande étroite, puis en ajustant en conséquence les puissances d'émission. Cette précaution est d'ailleurs
15 valable quel que soit le procédé de mesure de type "distance maître" avec diversité.

Un biais sur la fréquence porteuse d'un des émetteurs par rapport à la valeur nominale ou un glissement du débit à l'émission d'une des voies peut
20 altérer les performances de la chaîne. Ces deux défauts entraînent un empiètement des sinus cardinaux les uns sur les autres aux fréquences $k/2T$ et ont été étudiés en simulation. Les dégradations sont perceptibles pour des erreurs de fréquence porteuse au-delà de la
25 centaine de Hertz, donc de l'ordre du centième de l'écartement entre raies, et une imprécision sur la durée T supérieure à la vingtaine de nanosecondes, donc de l'ordre du centième de la période d'échantillonnage. Ces marges sont amplement respectées par les matériels
30 disponibles.

REVENDICATIONS

1. Procédé de mesure simultanée, sur une durée d'observation T , des caractéristiques de propagation d'une pluralité de p canaux radioélectriques (p entier au moins égal à 2) entre p stations de base et une station mobile, caractérisé en ce que :

- 10 - on émet simultanément depuis chacune des stations de base un signal périodique de période pT , le signal émis par la station de rang n (n allant de 1 à p) ayant un spectre constitué de raies situées aux fréquences $(k/T) + ((n-1)/pT)$ où k est le numéro de la raie,
- 15 - on reçoit simultanément les p signaux émis par les p stations dans la station mobile et on traite les signaux reçus dans une fenêtre temporelle de largeur pT pour extraire les p réponses impulsionnelles des p canaux radioélectriques.

20

2. Procédé selon la revendication 1, dans lequel, pour l'émission au niveau de la $n^{\text{ème}}$ station :

- on produit une séquence d'éléments de durée T ,
- 25 - on reproduit cette séquence avec une période T pour obtenir un signal périodique de période T ,
- on produit une onde porteuse ayant une fréquence égale à la fréquence centrale F_0 de la bande de fréquence à analyser,
- on décale la fréquence de l'onde porteuse de la 30 quantité $(n-1)/pT$,
- on émet le signal obtenu après modulation de la porteuse ainsi décalée.

3. Procédé selon la revendication 2, dans lequel on réduit la bande des signaux émis par filtrage pour limiter la bande à une largeur B, les spectres des signaux émis s'étendant de $-B/2$ (inclusivement) à $B/2$ (exclusivement) et le nombre k prenant ainsi toutes les valeurs entières comprises entre $-N$ (compris) et $N-1$ (compris) où N est égal à $BT/2$.

4. Procédé selon les revendications 1 ou 2, dans lequel, pour obtenir les signaux à émettre par les stations de base, on lit des mémoires contenant des échantillons des signaux ayant les spectres en question.

15

5. Procédé selon la revendication 3, dans lequel, avant traitement des p signaux reçus dans la station mobile, on échantillonne lesdits signaux reçus préalablement démodulés à la fréquence F_0 .

20

6. Procédé selon la revendication 5, dans lequel, dans la station mobile, ledit traitement consiste à :

a) déterminer l'amplitude des raies aux fréquences $(k/T) + ((n-1)/pT)$ pour obtenir p spectres $(R_n(f))$,

25

b) calculer, pour chaque spectre, le rapport de l'amplitude de ses raies à l'amplitude des raies correspondantes du signal émis,

c) effectuer une transformation de Fourier inverse des différents rapports obtenus.

30

7. Procédé selon la revendication 5, dans lequel, dans la station mobile, ledit traitement consiste à

corrélér le signal reçu avec les différents signaux émis par les p stations de base pour obtenir ainsi les réponses impulsionnelles respectives des p canaux.

5. 8. Procédé selon la revendication 7, dans lequel :

- on fait passer les signaux reçus démodulés et échantillonnés au travers d'un banc de p filtres numériques adaptés aux signaux périodiques de durée pT ,

10 - on recueille à la sortie du $n^{\text{ième}}$ filtre, p copies consécutives de la réponse impulsionnelle du $n^{\text{ième}}$ canal, la première copie étant une version non déphasée de la réponse impulsionnelle recherchée.

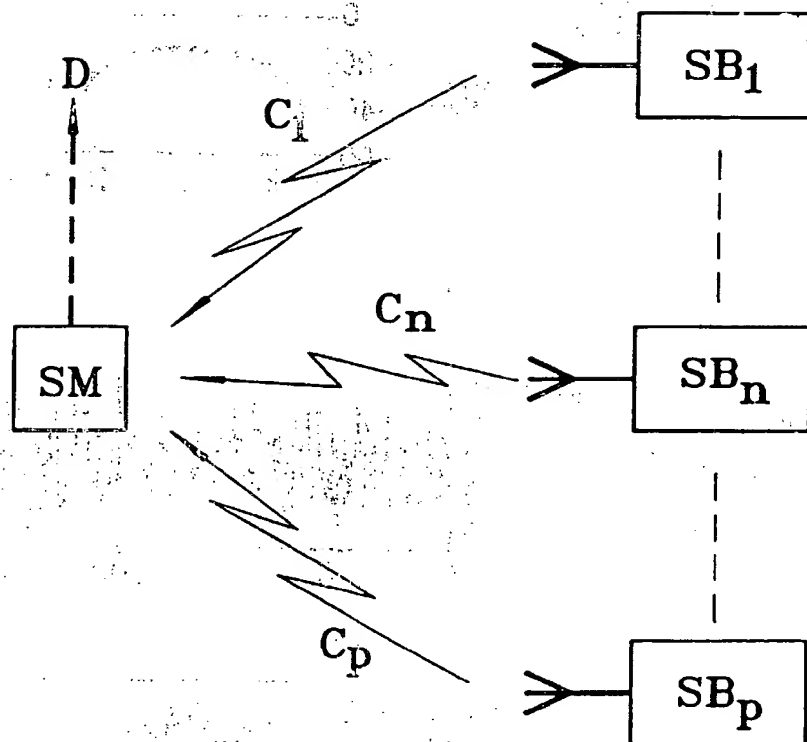
15

9. Procédé selon l'une quelconque des revendications 1 à 8, dans lequel le nombre p de stations de base n'étant pas égal à une puissance de 2, on détermine l'entier p' supérieur à p et le plus proche de p et qui est une puissance de 2, et on met en oeuvre le procédé comme s'il y avait p' stations de base, $p'-p$ de ces stations étant virtuelles.

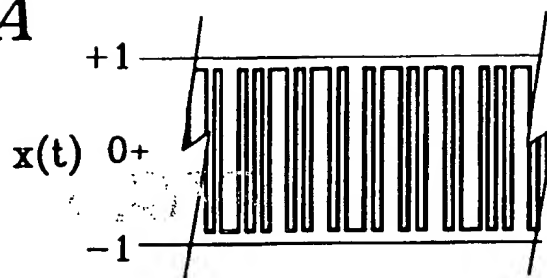
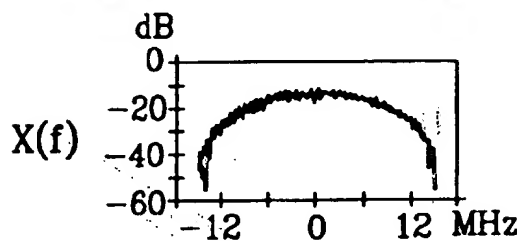
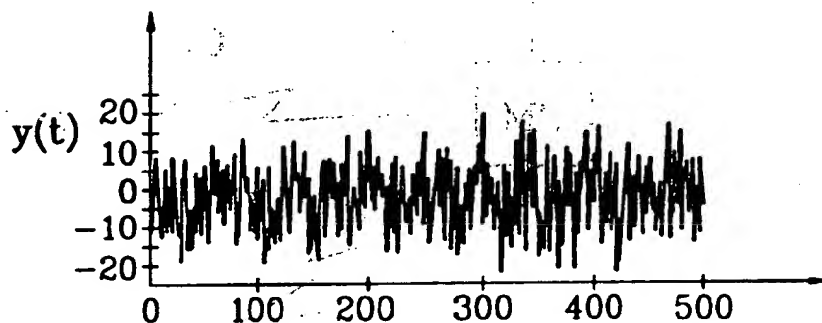
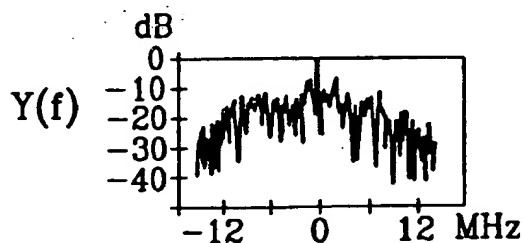
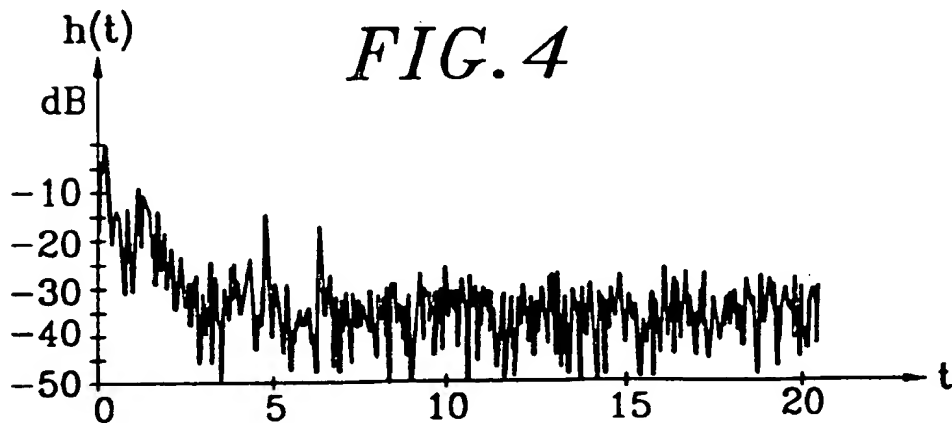
20

1/8

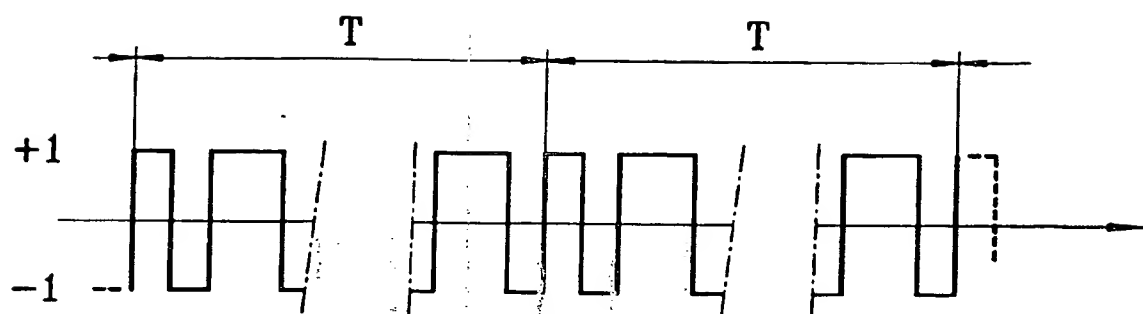
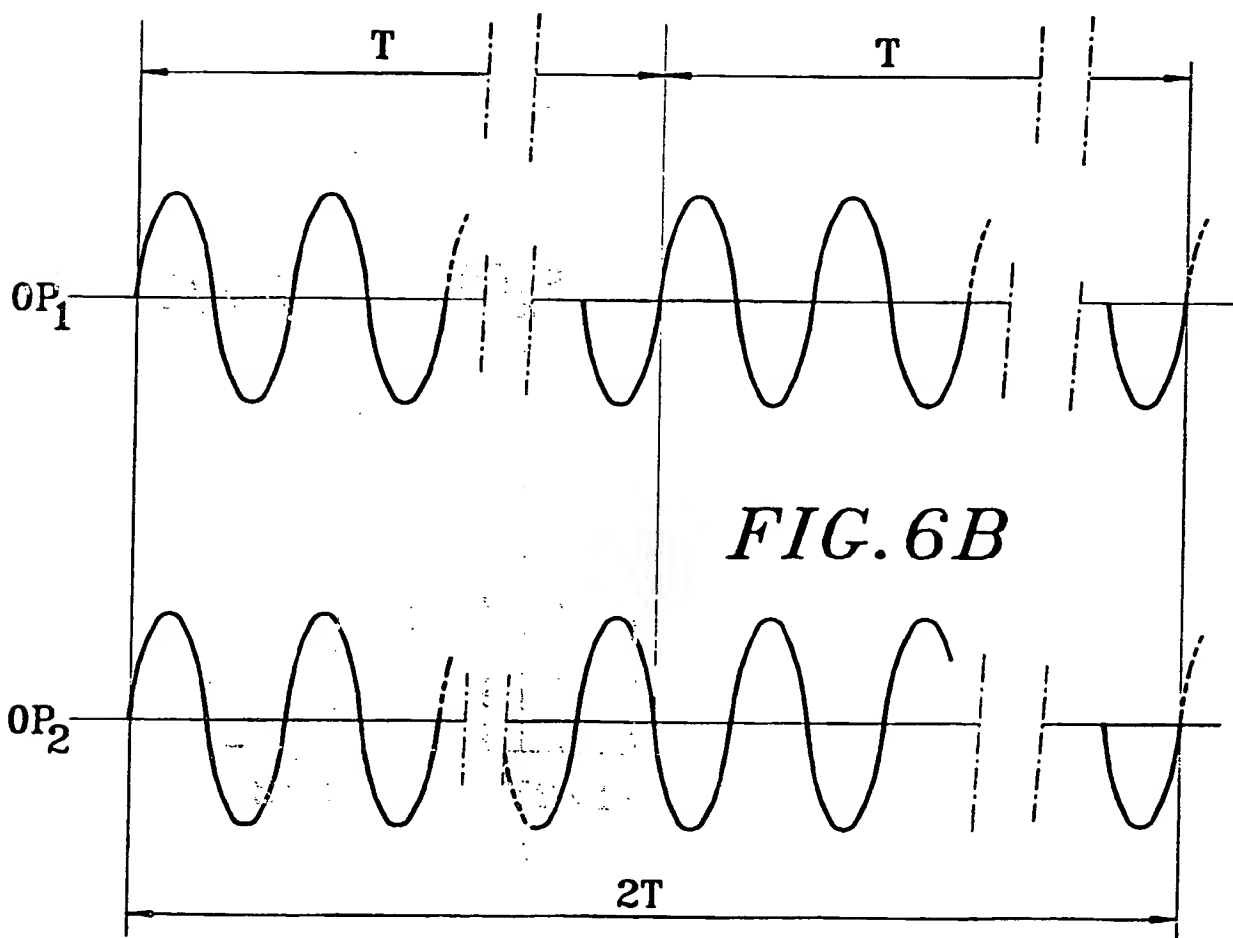
FIG. 1



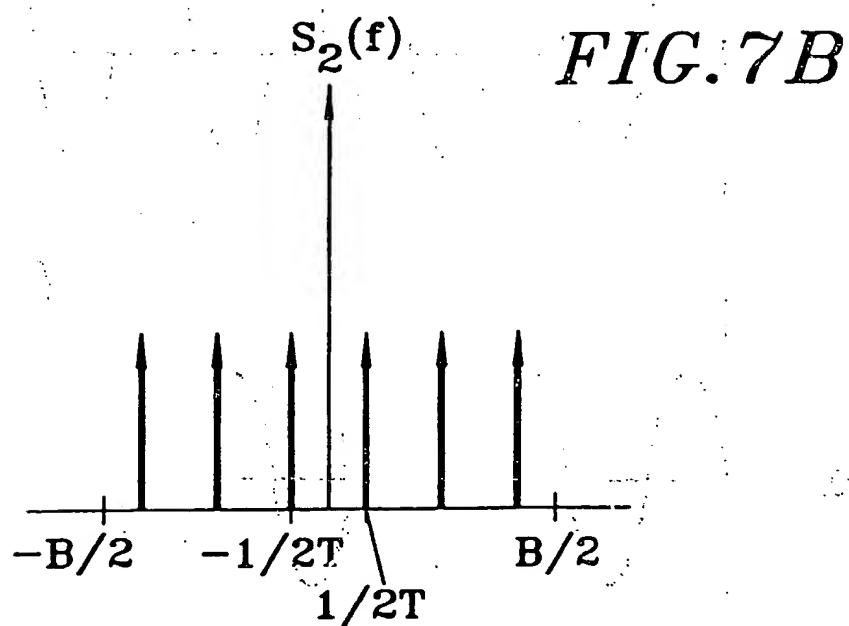
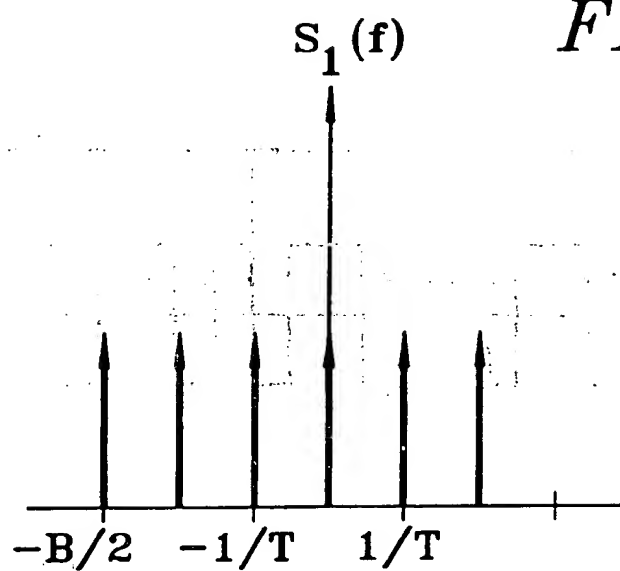
2/8

FIG. 2A*FIG. 2B**FIG. 3A**FIG. 3B**FIG. 4*

3/8

FIG. 5*FIG. 6A**FIG. 6B*

4/8



5/8

FIG. 8

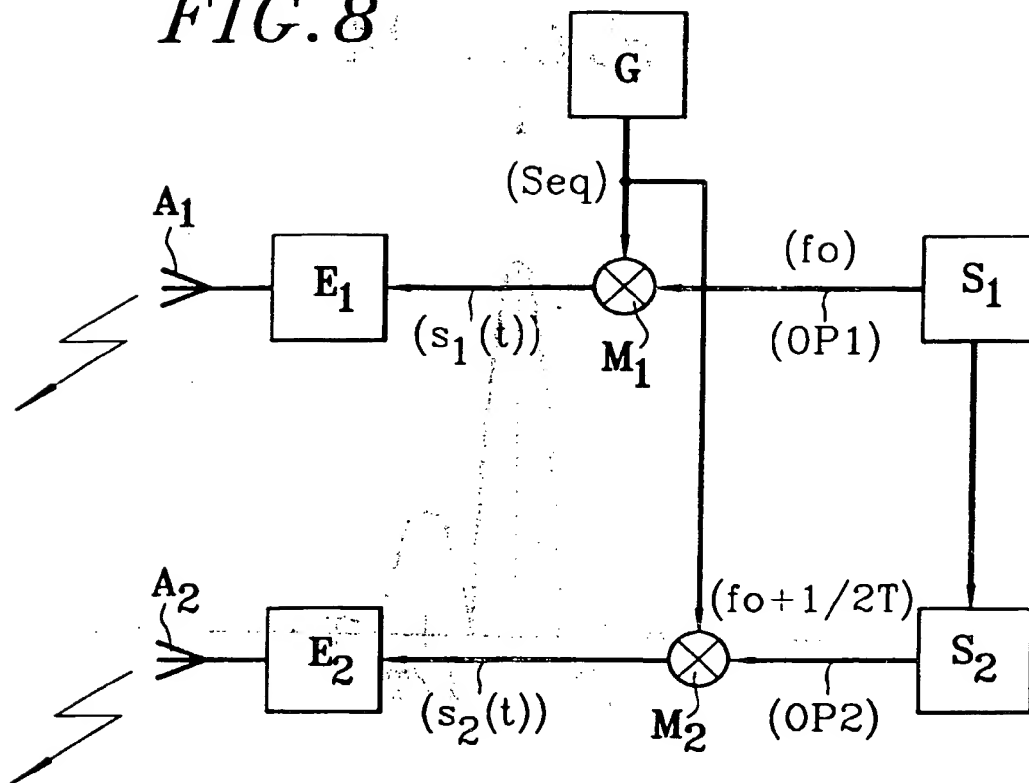
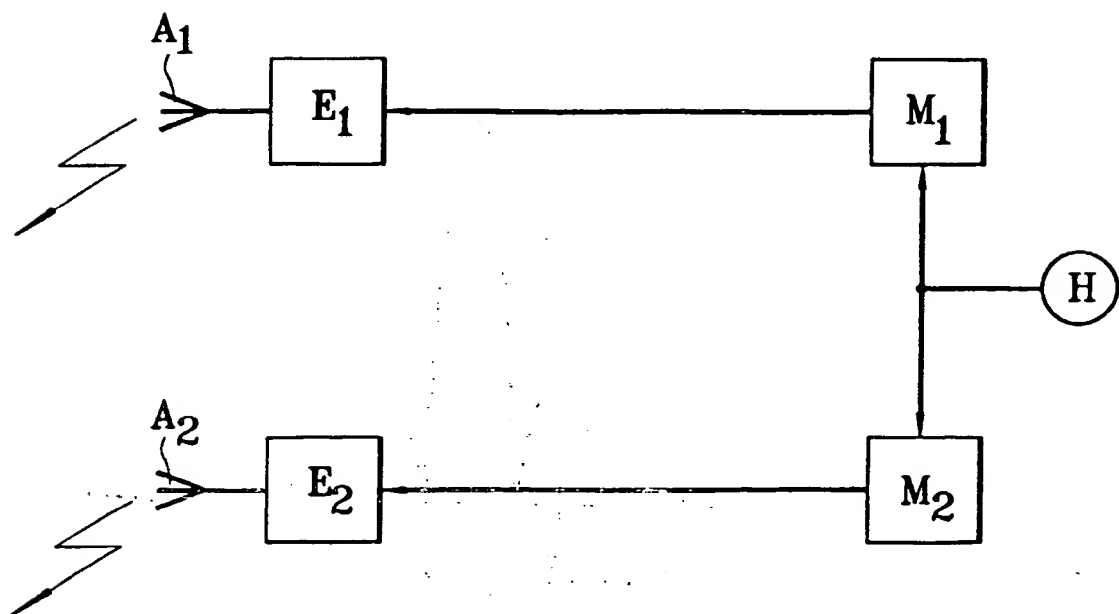
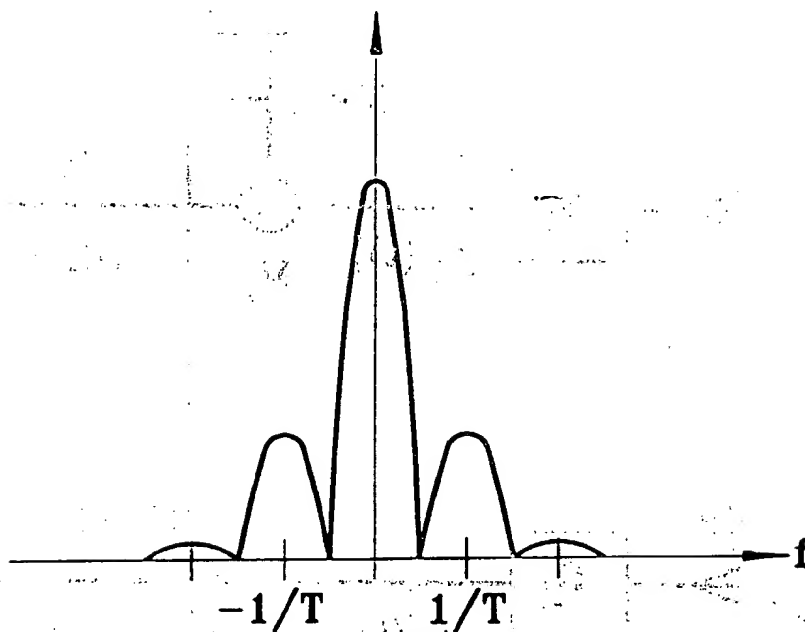
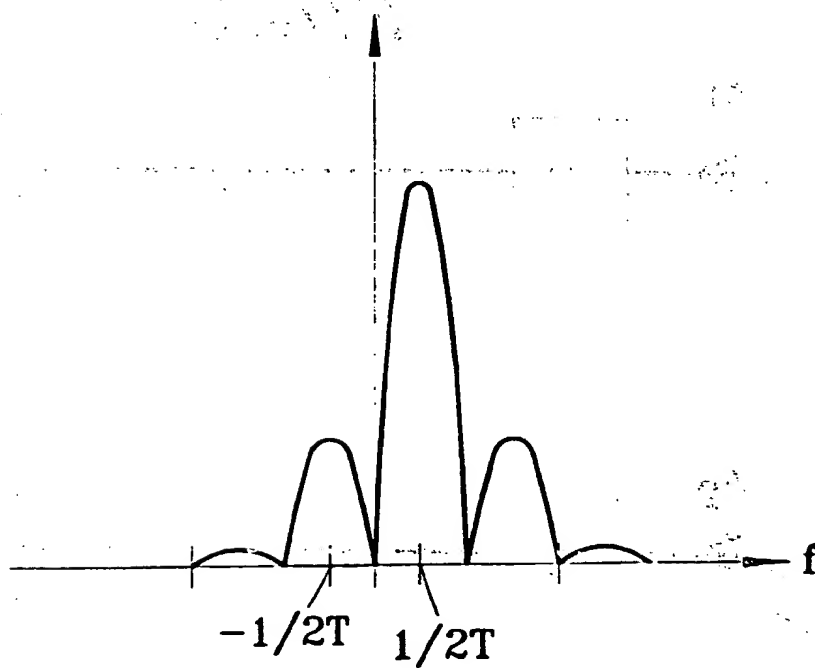
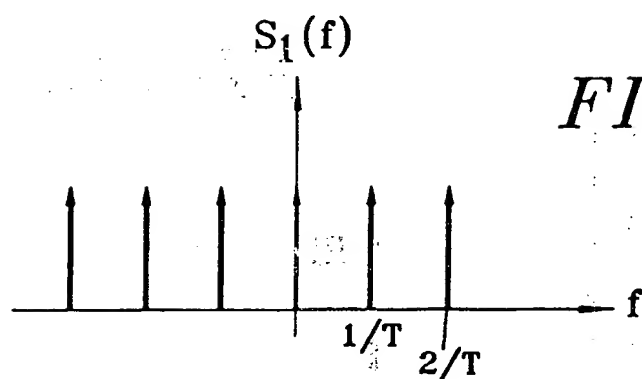
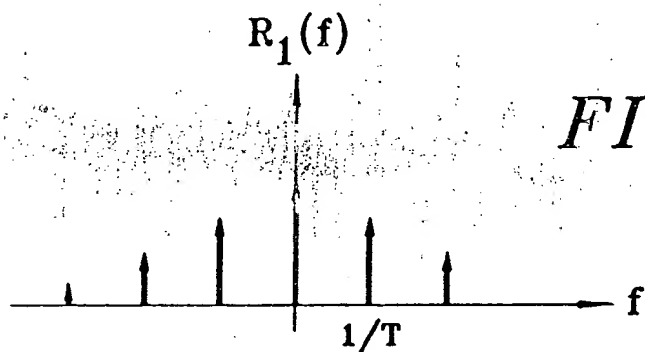
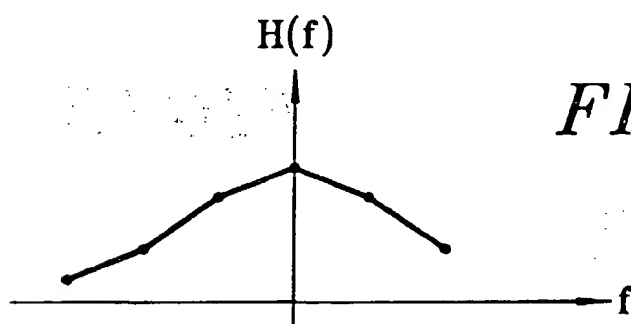
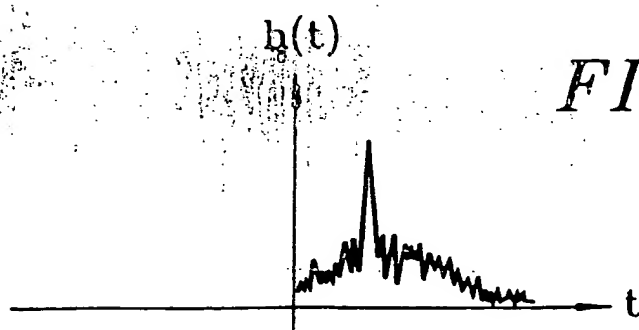


FIG. 9



$\epsilon/8$ *FIG. 10A**FIG. 10B*

7/8

*FIG. 11A**FIG. 11B**FIG. 11C**FIG. 11D*

8/8

FIG. 12

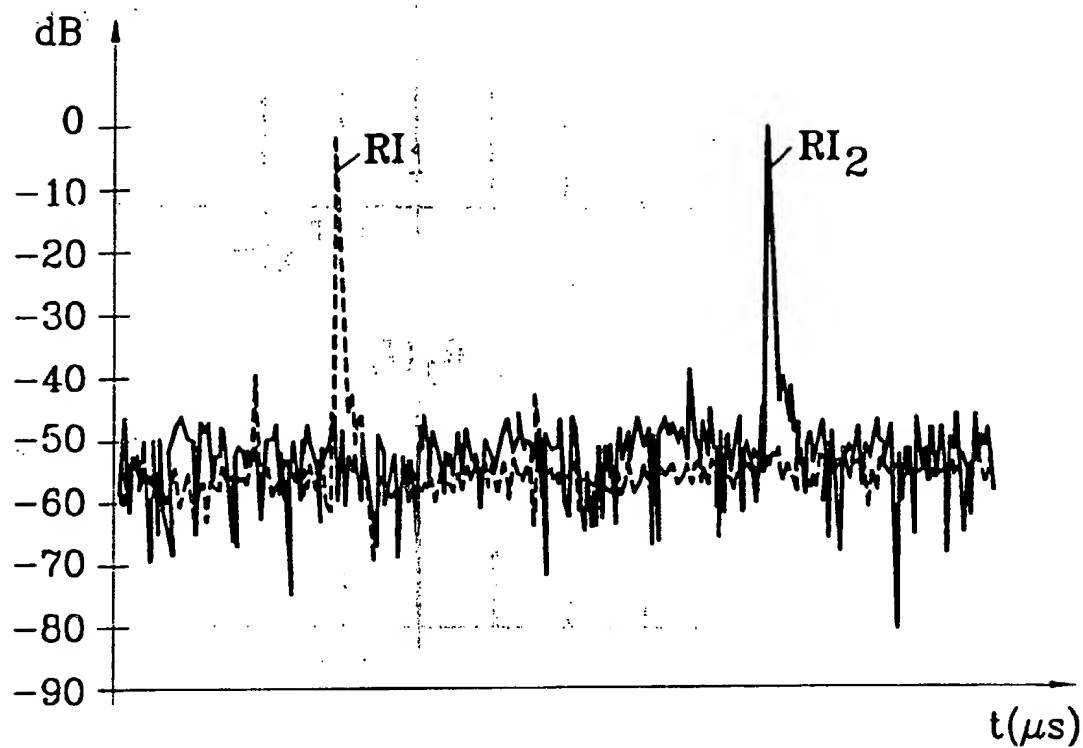
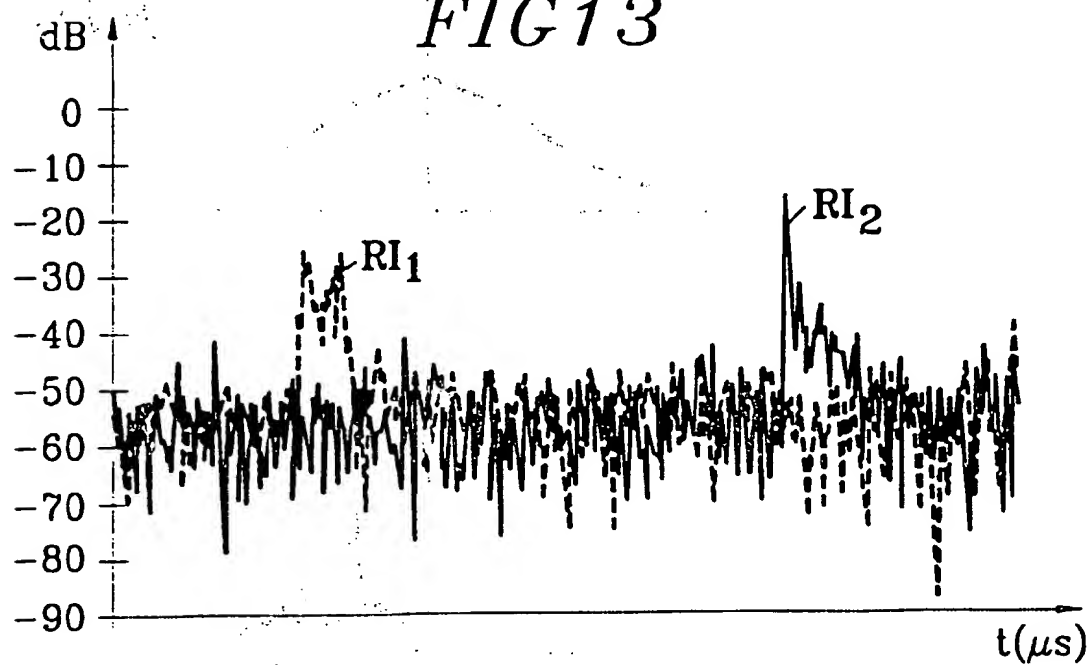


FIG 13



**INSTITUT NATIONAL
de la
PROPRIETE INDUSTRIELLE**

RAPPORT DE RECHERCHE PRELIMINAIRE

établi sur la base des dernières revendications
déposées avant le commencement de la recherche

N° d'enregistrement
national

FA 562917
FR 9810577

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
A, D	KADEL G: "MEASUREMENT OF WIDEBAND MICRO- AND MACRO-DIVERSITY CHARACTERISTICS OF THE MOBILE RADIO CHANNEL" PROCEEDINGS OF THE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, STOCKHOLM, JUNE 8-10, 1994, vol. 1, 8 juin 1994, pages 165-169, XP000496655 INSTITUTE OF ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERS * abrégé * * page 166, colonne de gauche, ligne 25 - page 167, colonne de gauche, ligne 27 *	1-9
A, D	G. KADEL: "Simulation of the DECT System Using Wideband Channel Data Measured in Two Diversity Branches." CONFERENCE RECORD, 2ND INTERNATIONAL CONFERENCE ON UNIVERSAL PERSONAL COMMUNICATIONS, OTTAWA 12-15 OCT. 1993, VOL. 2 PAGES 546-550, , XP002104822 IEEE New York * abrégé * * page 547, colonne de gauche, ligne 37 - page 548, colonne de gauche, ligne 24 *	1-9
A	DE 42 33 222 A (SIEMENS AG) 7 avril 1994 * le document en entier *	1-9
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.CL.6)
		H04B
Date d'achèvement de la recherche 4 juin 1999		Examineur O'Reilly, D
<p>CATEGORIE DES DOCUMENTS CITES</p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général O : divulgation non-écrite P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure. D : cité dans la demande L : cité pour d'autres raisons & : membre de la même famille, document correspondant</p>		

REPUBLIQUE FRANÇAISE

INSTITUT NATIONAL

de la

PROPRIÉTÉ INDUSTRIELLE

RAPPORT DE RECHERCHE
PRÉLIMINAIREN° d'enregistrement
national

FA 562917

FR 9810577

établi sur la base des dernières revendications
déposées avant le commencement de la recherche

DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS		Revendications concernées de la demande examinée
Catégorie	Citation du document avec indication, en cas de besoin, des parties pertinentes	
A	<p>TOBIAS FELHAUSER ET AL.: "OPTIMIZED WIDEBAND SYSTEM FOR UNBIASED MOBILE RADIO CHANNEL SOUNDING WITH PERIODIC SPREAD SPECTRUM SIGNALS"</p> <p>IEICE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, vol. E76-B, no. 8, 1 août 1993, pages 1016-1028, XP000396907</p> <p>* abrégé *</p> <p>* page 1016, colonne de droite, ligne 42 -</p> <p>page 1018, colonne de droite, ligne 28 *</p> <p>* page 1024, colonne de droite, ligne 2 -</p> <p>page 1026, colonne de gauche, ligne 6 *</p>	1-9
A	<p>LORENZ R W: "OUTDOOR WIDEBAND MOBILE-RADIO PROPAGATION STUDIES IN EUROPE"</p> <p>IEICE TRANSACTIONS ON COMMUNICATIONS, vol. E76-B, no. 2, 1 février 1993, pages 65-77, XP000362098</p> <p>* le document en entier *</p>	
		DOMAINES TECHNIQUES RECHERCHES (Int.CL.8)
Date d'achèvement de la recherche		Examineur
4 juin 1999		O'Reilly, D
<p>CATÉGORIE DES DOCUMENTS CITES</p> <p>X : particulièrement pertinent à lui seul</p> <p>Y : particulièrement pertinent en combinaison avec un autre document de la même catégorie</p> <p>A : pertinent à l'encontre d'au moins une revendication ou arrière-plan technologique général</p> <p>O : divulgation non-écrite</p> <p>P : document intercalaire</p> <p>T : théorie ou principe à la base de l'invention</p> <p>E : document de brevet bénéficiant d'une date antérieure à la date de dépôt et qui n'a été publié qu'à cette date de dépôt ou qu'à une date postérieure</p> <p>D : cité dans la demande</p> <p>L : cité pour d'autres raisons</p> <p>& : membre de la même famille, document correspondant</p>		

2

EPO FORM 1503 03 82 (P04C13)

THIS PAGE BLANK (USPTO)